

FR 00 / 477



REC'D 22 MAR 2000

WIPO

PCT

EJU

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le **08 MARS 2000**

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

**DOCUMENT DE
PRIORITE**
PRESENTE OU TRANSMIS
CONFORMEMENT A LA REGLE
17.1.a) OU b)

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIETE
INDUSTRIELLE

SIEGE
26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS Cédex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04
Télécopie : 01 42 93 59 30

BLANK PAGE

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE

Confirmation d'un dépôt par télécopie ☐

Cet imprimé est à remplir à l'encre noire en lettres capitales

Réservé à l'INPI

DATE DE REMISE DES PIÈCES

26 FEV. 1999

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

99 01 9653

DÉPARTEMENT DE DÉPÔT

D.R.G.R.

DATE DE DÉPÔT

26 FEV. 1999

1

NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE
À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉECabinet Michel de Beaumont
1 rue Champollion
38000 Grenoble

n° du pouvoir permanent

références du correspondant
B4230téléphone
04 76 51 84 51

2 DEMANDE Nature du titre de propriété industrielle

☒ brevet d'invention☐ demande divisionnaire

demande initiale

☐ certificat d'utilité☐ transformation d'une demande de
brevet européen☐ brevet d'invention☐ certificat d'utilité n°

date

Établissement du rapport de recherche

☐ différé☒ immédiat

Le demandeur, personne physique, requiert le paiement échelonné de la redevance

☐ oui☒ non

Titre de l'invention (200 caractères maximum)

DÉMODULATEUR COFDM AVEC COMPENSATION DE DÉPLACEMENT DE FENÊTRE D'ANALYSE FFT

3 DEMANDEUR(S)

n° SPEN

code APE-NAF

Nom et prénoms (souligner le nom patronymique) ou dénomination

STMicroelectronics SA

Forme juridique

Société anonyme

Nationalité(s)

Française

Pays

FRANCE

Adresse(s) complète(s)

7, Avenue Gallieni 94250 GENTILLY

En cas d'insuffisance de place, poursuivre sur papier libre ☐

4 INVENTEUR(S) Les inventeurs sont les demandeurs

☐ oui☒ non

Si la réponse est non, fournir une désignation séparée

5 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES

☐ requise pour la 1ère fois☐ requise antérieurement au dépôt ; joindre copie de la décision d'admission

6 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE

pays d'origine

numéro

date de dépôt

nature de la demande

7 DIVISIONS antérieures à la présente demande n°

date

n°

date

8 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE

(nom et qualité du signataire - n° d'inscription)

Michel de Beaumont

Mandataire n°92-1016

SIGNATURE DU PRÉPOSÉ À LA RÉCEPTION

D.R.G.R.

SIGNATURE APRES ENREGISTREMENT DE LA DEMANDE A L'INPI



BREVET D'INVENTION, CERTIFICAT D'UTILITE

DÉSIGNATION DE L'INVENTEUR

(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

DIVISION ADMINISTRATIVE DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

9902653

TITRE DE L'INVENTION :

DÉMODULATEUR COFDM AVEC COMPENSATION DE DÉPLACEMENT DE FENÊTRE D'ANALYSE FFT

LE(S) SOUSSIGNÉ(S)

CABINET MICHEL DE BEAUMONT
1 rue Champollion
38000 Grenoble

DÉSIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) (indiquer nom, prénoms, adresse et souligner le nom patronymique) :

Jacques Meyer, Serlin, 38950 SAINT MARTIN LE VINOUX, FRANCE

26 FEV. 1999 INPI GRENOBLE

NOTA : A titre exceptionnel, le nom de l'inventeur peut être suivi de celui de la société à laquelle il appartient (société d'appartenance) lorsque celle-ci est différente de la société déposante ou titulaire.

Date et signature(s) du (des) demandeur(s) ou du mandataire
Le 26 février 1999
B4230

Michel de Beaumont
Mandataire n°92-1016

DÉMODULATEUR COFDM AVEC COMPENSATION DE DÉPLACEMENT DE FENÊTRE D'ANALYSE FFT

La présente invention concerne un démodulateur dit COFDM ("Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex" ou multiplexage par division de fréquence orthogonal codé), et plus particulièrement un tel démodulateur utilisé pour des transmissions hertziennes.

La figure 1 est destinée à illustrer le principe d'une modulation COFDM. Des paquets de données à émettre sont mises sous la forme de N coefficients complexes associés à N fréquences respectives. Le nombre N de fréquences est une puissance de 2, égale par exemple à 8192 (diffusion de télévision numérique). Chaque coefficient complexe correspond à un vecteur qui est illustré en figure 1 comme partant d'un axe des fréquences en un point indiquant la fréquence associée au coefficient.

L'ensemble de ces N coefficients est traité par transformée de Fourier rapide inverse (ou IFFT), ce qui produit un "symbole" constitué d'une somme de porteuses modulées, chaque porteuse ayant l'amplitude et la phase déterminées par le coefficient complexe associé. Le symbole ainsi généré est émis et un récepteur lui fait subir le traitement inverse, c'est-à-dire une transformée de Fourier rapide (FFT) pour reconstituer les coefficients complexes de départ.

Comme cela est représenté en figure 1, certains vecteurs P_1 , P_2 , P_3 ... régulièrement répartis ont une valeur constante connue. Ces vecteurs, ou les porteuses correspondantes, sont appelés porteuses pilotes. Ils servent à refléter les distorsions subies par le signal transmis et à interpoler les corrections à effectuer sur les vecteurs inconnus situés entre les pilotes.

La figure 2 illustre une transmission de plusieurs symboles successifs S_{n-1} , S_n ... Comme cela est représenté, chacun de ces symboles est précédé d'un intervalle de garde G qui n'est autre qu'une recopie d'une partie de la fin du symbole correspondant. Ces intervalles de garde servent à éviter des distorsions de modulation inter-symbole provoquées par un écho de la transmission au niveau du récepteur. La figure 2 représente également un écho SE_{n-1} , GE_{n-1} ... du signal émis. Cet écho est retardé par rapport au signal principal d'une durée inférieure à celui d'un intervalle de garde G .

Chaque symbole S est normalement analysé par le circuit FFT du récepteur dans une fenêtre W de même longueur que le symbole. S'il n'y avait pas d'intervalle de garde, une fenêtre d'analyse W coïncidant avec un symbole du signal principal serait à cheval sur deux symboles du signal d'écho. Ceci provoquerait une erreur difficile à corriger dans la transformée FFT.

L'intervalle de garde G , pourvu qu'il soit supérieur au retard de l'écho, offre une marge de réglage de la fenêtre d'analyse W pour qu'elle ne coïncide qu'avec des portions appartenant au même symbole, aussi bien dans le signal principal que dans l'écho. Le fait qu'une fenêtre d'analyse soit à cheval sur un symbole et son intervalle de garde introduit seulement un déphasage qui est corrigé notamment grâce aux porteuses pilotes susmentionnées.

La figure 3 illustre une méthode utilisée dans un démodulateur COFDM classique, tel que décrit dans le brevet français 2 743 967, pour trouver, au début d'une réception, les débuts des symboles, ceci dans le but de régler la position des fenêtres

d'analyse W. On effectue un produit de corrélation entre le signal reçu et ce même signal retardé d'un symbole. Ceci permet de détecter l'instant où chaque intervalle de garde du signal retardé coïncide avec une partie identique du signal reçu, à
5 savoir la fin du symbole correspondant dans le signal reçu.

Le produit de corrélation C, initialement nul, se met à croître progressivement à partir du début de chaque intervalle de garde du signal retardé. La valeur maximale est atteinte à la fin de l'intervalle de garde du signal retardé, à la suite de quoi le
10 produit de corrélation C se met à décroître pour atteindre la valeur nulle. En présence d'un signal d'écho, les pics de corrélation sont moins élevés et se décalent dans le sens de l'écho, de sorte qu'ils représentent assez bien où doivent débiter les fenêtres d'analyse.

15 Toutefois, le plus souvent les signaux sont bruités et il est difficile de déterminer avec une précision suffisante la position des pics de corrélation. Pour cela, le circuit décrit dans le brevet français susmentionné permet d'affiner la position, à l'initialisation du circuit, par l'analyse de la réponse
20 impulsionnelle du canal. Bien entendu, il est possible que le signal reçu subisse des dérives de fréquence ou de phase en cours de fonctionnement, de sorte que la position des fenêtres doit être révisée régulièrement comme cela sera décrit ci-après.

La figure 4 représente de manière très schématique
25 l'architecture d'un démodulateur COFDM tel que décrit dans le brevet français susmentionné. Il s'agit d'un système de réception de signaux de télévision numérique diffusés par voie hertzienne. Dans une transmission hertzienne, les symboles sont véhiculés par une porteuse de fréquence élevée, laquelle fréquence est abaissée
30 par un tuner non représenté. Un élément 10 de l'architecture de la figure 4 extrait les symboles de cette porteuse et les convertit en numérique. Un élément 12 détermine la position des fenêtres d'analyse comme cela a été décrit en relation avec la figure 3 et réajuste le cas échéant la position des fenêtres
35 d'analyse. La Transformée FFT est effectuée en 14 avec les fenê-

5 tres déterminées en 12. Les coefficients fournis par la transformée FFT sont mis en attente en 16 afin d'interpoler en 18 les distorsions subies par les coefficients. Les distorsions, qui sont des nombres complexes, sont utilisées pour corriger les coefficients en 20.

10 En 22 on calcule la réponse impulsionnelle du canal à partir des pilotes distordus tels que reçus. Cette réponse impulsionnelle permet de déterminer si la position des fenêtres d'analyse est correcte ou bien si elle doit être modifiée. La position optimale de la fenêtre est obtenue lorsque l'énergie de la réponse impulsionnelle est maximale.

15 Comme on l'a précédemment indiqué, chaque symbole comporte des pilotes de caractéristiques identiques connues (ils sont généralement d'amplitude unitaire et de phase nulle ou à 180°, selon une loi connue du récepteur). Les pilotes tels que reçus par le démodulateur reflètent les distorsions subies par les pilotes. La valeur de la distorsion est $A_p = P_p/E_p$, où P_p est la valeur du pilote reçu de position p et E_p la valeur du pilote émis correspondant. Une distorsion A_p est couramment appelée
20 "ancree". Ces ancres sont utilisées pour calculer par interpolation les distorsions, ci après notées d_k ($k \neq p$), aux positions k dépourvues de pilotes.

25 La correction d'erreur en 20 consiste à calculer le rapport des coefficients tels que reçus et des distorsions interpolées respectives : $D_k = R_k/d_k$, où D_k est la valeur corrigée et R_k la valeur reçue.

30 Etant donné que les pilotes ne véhiculent pas de données, on cherche à limiter leur nombre. Par contre, plus le nombre de pilotes est faible, plus on effectue d'erreurs d'interpolation entre deux pilotes consécutifs. Pour améliorer cette situation, les pilotes sont décalés de plusieurs positions d'un symbole au suivant et on effectue une interpolation bidimensionnelle sur plusieurs symboles consécutifs. Dans l'exemple décrit ci-après, chaque symbole comporte un pilote toutes les

douze positions et les pilotes sont décalés de trois positions d'un symbole au suivant.

La figure 5 illustre cette interpolation bidimensionnelle. Elle représente une matrice dont les rangées
5 correspondent à des symboles consécutifs, le dernier symbole reçu étant à la dernière rangée. Les colonnes de la matrice correspondent aux positions ou fréquences successives des porteuses des symboles. Des carrés hachurés correspondent aux ancrs reçues. On s'aperçoit que, grâce au décalage des pilotes d'un symbole au
10 suivant, on retrouve des ancrs rapprochées dans certaines colonnes (toutes les trois colonnes dans le présent exemple).

On commence par interpoler toutes les distorsions dans les colonnes contenant les ancrs. Puis un filtre à réponse
impulsionnelle finie 24 interpole les distorsions manquantes de
15 chaque rangée.

Avec l'exemple susmentionné, on peut interpoler les distorsions d'un symbole n-3 au moment où l'on reçoit le symbole n. Par ailleurs, l'interpolation de certaines distorsions du
symbole n-3 nécessitera des ancrs de symboles antérieurs, jusqu'au symbole n-6. Cette méthode nécessite donc que l'on stocke
20 complètement les symboles n-1 à n-3 et que l'on stocke également les ancrs seules des symboles n-4 à n-6.

Une distorsion interpolée de position k dans un symbole n, s'exprime par :

$$25 \quad d_{n,k} = \left(1 - \frac{s}{4}\right) A_{n-s,k} + \frac{s}{4} A_{n+4-s,k} \quad (1)$$

où les termes A sont les ancrs reçues et

où $s = (n \text{ modulo } 4 - k/3 \text{ modulo } 4) \text{ modulo } 4$.

A titre d'exemple, avec cette expression, la distorsion interpolée en troisième position du symbole n-3 à la figure 5
30 s'exprime par $\frac{1}{4} A_{n-4} + \frac{3}{4} A_n$.

La figure 6 représente schématiquement un circuit d'interpolation de distorsion 18 mettant en oeuvre la méthode de la figure 5. Le circuit de retard 16 de la figure 4 stocke trois symboles consécutifs S_{n-1} , S_{n-2} , S_{n-3} dans un registre à décalage. Les ancrs reçues A_{n-1} à A_{n-6} de six symboles consécutifs
35

nécessaires à interpoler les distorsions dans les colonnes sont stockées dans six registres à décalage 26 connectés en cascade. Le registre 16 et le premier registre 26 reçoivent le symbole courant S_n . Un multiplexeur 28 à quatre entrées reçoit sur une

5 première entrée les ancres du symbole S_n , multipliées par un quart ; sur une deuxième entrée les ancres A_{n-1} fournies par le premier registre 26, multipliées par un demi ; sur une troisième entrée les ancres A_{n-2} fournies par le deuxième registre 26, multipliées par trois quarts ; et sur sa quatrième et dernière

10 entrée les ancres A_{n-3} fournies par le troisième registre 26.

Un multiplexeur 30 reçoit sur une première entrée les ancres A_{n-4} fournies par le quatrième registre 26, multipliées par trois quarts ; sur une deuxième entrée les ancres A_{n-5} fournies par le cinquième registre 26, multipliées par un demi ; sur

15 une troisième entrée les ancres A_{n-6} fournies par le sixième registre 26, multipliées par un quart ; et sur sa dernière entrée la valeur 0. En 32 la somme des sorties des multiplexeurs 28 et 30 est fournie au filtre 24. Les multiplexeurs 28 et 30 sont commandés par un même signal de sélection SEL qui sélectionne

20 l'entrée adéquate des multiplexeurs en fonction de la position k de la distorsion à interpoler.

Comme on l'a précédemment indiqué, la position de la fenêtre d'analyse FFT est fixée une fois pour toutes lors d'une phase d'initialisation. Il est néanmoins prévu de vérifier régulièrement que la position de la fenêtre est bonne et de réajuster

25 cette position le cas échéant. Toutefois, lorsque l'on modifie la position de la fenêtre d'analyse, on modifie corrélativement la phase de chacune des porteuses des symboles, et cette modification de phase se traduit par une distorsion qui doit être

30 corrigée. Si la modification de phase survient pour un symbole courant n , les ancres de ce symbole courant n'auront pas la même référence de phase que les ancres des symboles précédents, d'où il résulte que l'on ne pourra pas interpoler les distorsions qui font intervenir les ancres du symbole n .

La figure 7 est destinée à illustrer plus en détail ce phénomène. Cette figure représente une évolution de phase d'une ancre de même position dans des symboles consécutifs numérotés à partir de zéro, ceci dans le cadre de l'exemple de la figure 5 où l'on trouve une ancre à la même position tous les quatre symboles.

On suppose que les symboles reçus prennent régulièrement de l'avance par rapport à la fenêtre d'analyse fixe, ce qui se traduit par une augmentation de la phase des ancres, comme cela est représenté pour les symboles 0, 4 et 8, 12. Les phases interpolées sont marquées par des cercles qui se trouvent sur des droites reliant les valeurs de phase des ancres.

Au septième symbole la fenêtre d'analyse est avancée d'un intervalle τ pour rattraper l'avance de phase des symboles. Il en résulte que la phase devrait évoluer comme cela est indiqué par des carrés, c'est-à-dire en continuant à croître régulièrement pour les symboles 5 et 6, en chutant brutalement pour le symbole 7, et en croissant de nouveau régulièrement. La chute de phase est perceptible la première fois dans l'ancre du symbole 8, et les erreurs interpolées pour les symboles 5 à 7, se trouvant sur la droite reliant les valeurs de phase des ancres des symboles 4 et 8, sont erronées. Il en résulte que l'on perd les symboles 5 à 7, laquelle perte est la plupart du temps perceptible, notamment sur un écran de télévision dans le cas où les symboles correspondent à des signaux vidéo.

Lorsque le récepteur et l'émetteur sont à des positions fixes, comme c'est la plupart des cas, un réajustement de fenêtre d'analyse survient rarement et de telles perturbations du signal peuvent être acceptables.

Par contre, on peut envisager d'utiliser un récepteur dans un véhicule en déplacement, tel qu'un train, auquel cas les réajustements de fenêtre devraient être fréquents, rendant inacceptables les perturbations que cela provoquerait.

Un objet de la présente invention est de prévoir un démodulateur COFDM qui permette de supprimer toute perturbation liée à un réajustement de la fenêtre d'analyse.

Pour atteindre cet objet, la présente invention prévoit
5 un démodulateur COFDM comprenant un circuit de transformée de Fourier rapide analysant un signal reçu dans une fenêtre correspondant à un symbole, chaque symbole véhiculant plusieurs porteuses modulées en phase et en amplitude, dont certaines, décalées en fréquence de manière prédéterminée d'un symbole au
10 suivant, constituent des pilotes ; un filtre bidimensionnel pour interpoler, à partir d'ancres correspondant aux pilotes tels que reçus de plusieurs symboles consécutifs, la distorsion subie par chaque porteuse ; et des moyens pour corriger le décalage de la fenêtre par rapport à une position optimale. Le démodulateur
15 comprend des moyens pour corriger chaque distorsion en fonction de corrections de décalage de fenêtre survenues respectivement pour le symbole associé à la distorsion et pour les symboles associés aux ancres servant à interpoler la distorsion.

Selon un mode de réalisation de la présente invention,
20 les moyens pour corriger le décalage de la fenêtre comprennent une boucle à verrouillage de phase synchronisée sur un signal de corrélation obtenu par un produit de corrélation entre le signal reçu et ce même signal retardé d'un symbole, chaque symbole étant précédé d'un intervalle de garde correspondant à une copie de la
25 fin du symbole.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, chaque distorsion est, dans le domaine fréquentiel après transformée de Fourier, une somme pondérée de deux ancres de même position dans un symbole précédent et dans un symbole suivant,
30 auxquelles ancres on a ajouté des phases respectives correspondant aux décalages qu'a subis la fenêtre d'analyse pour lesdits symboles précédent et suivant, et auxquelles ancres on a retranché une phase correspondant au décalage qu'a subi la fenêtre d'analyse pour le symbole associé à la distorsion.

Ces objets, caractéristiques et avantages, ainsi que d'autres de la présente invention seront exposés en détail dans la description suivante de modes de réalisation particuliers faite à titre non-limitatif en relation avec les figures jointes
5 parmi lesquelles :

la figure 1, précédemment décrite, représente des porteuses modulées en phase et en amplitude dans un système de transmission COFDM ;

la figure 2, précédemment décrite, représente des signaux reçus par un démodulateur COFDM et des fenêtres d'analyse FFT des signaux ;
10

la figure 3, précédemment décrite, illustre une méthode de détection de début de symbole dans un démodulateur COFDM classique ;

la figure 4 précédemment décrite, représente schématiquement une architecture de démodulateur COFDM classique ;
15

la figure 5, précédemment décrite, illustre une méthode d'interpolation de distorsion bidimensionnelle ;

la figure 6, précédemment décrite, représente schématiquement un circuit permettant de mettre en oeuvre l'interpolation de la figure 5 ;
20

la figure 7, précédemment décrite, illustre un problème lié à un réajustement de fenêtre d'analyse FFT dans un démodulateur classique ;

la figure 8 représente schématiquement une architecture de démodulateur COFDM selon la présente invention ; et
25

la figure 9 représente plus en détail un élément du démodulateur de la figure 8.

Afin d'éviter des erreurs d'interpolation provoquées par une méthode d'interpolation bidimensionnelle lorsque l'on modifie la position d'une fenêtre d'analyse FFT par rapport au signal reçu, la présente invention prévoit de faire intervenir dans les calculs d'interpolation le déphasage provoqué, pour chaque fréquence, par la modification de position de la fenêtre d'analyse.
30
35

Dans l'exemple classique des figures 5 et 6, on rappelle qu'une distorsion interpolée $d_{n,k}$ s'exprimait par :

$$d_{n,k} = (1 - \frac{s}{4}) A_{n-s,k} + \frac{s}{4} A_{n+4-s,k} \quad (1)$$

où les termes A sont les ancres reçues et

5 où $s = (n \text{ modulo } 4 - k/3 \text{ modulo } 4) \text{ modulo } 4$.

Selon la présente invention, on calcule la distorsion $d_{n,k}$ selon la relation :

$$d_{n,k} = (1 - \frac{s}{4}) A_{n-s,k} e^{j2\pi f_k (w_{n-s} - w_n)} + \frac{s}{4} A_{n+4-s,k} e^{j2\pi f_k (w_{n+4-s} - w_n)}$$

où f_k est la fréquence correspondant à la position k et

10 où chaque terme w correspond à la position absolue exprimée en unités de temps de la fenêtre d'analyse qui a été utilisée pour le symbole indiqué par l'indice du terme w.

L'application de cette relation revient à appliquer la relation classique (1) en ayant préalablement ajouté aux deux
15 ancres reçues A des phases respectives correspondant aux décalages subis par la fenêtre d'analyse pour les symboles associés aux deux ancres et retranché à la valeur ainsi obtenue la phase correspondant au décalage subi par la fenêtre d'analyse pour le symbole associé à la distorsion interpolée.

20 Si l'on applique cette relation à titre d'exemple à l'interpolation pour le symbole 6 de la figure 7, on a $w_{n-s} = w_4 = 0$, $w_n = w_6 = 0$ et $w_{n-s+4} = w_8 = \tau$. En d'autres termes, l'ancre du symbole 4 n'est pas modifiée tandis que l'ancre du symbole 8 est augmentée de τ , ce qui ramène cette ancre en alignement avec
25 les ancres reçues et interpolées des symboles 0 à 4 et permet de correctement interpoler l'ancre pour le symbole 6, indiquée par un carré.

Comme le vient de montrer cet exemple, l'invention peut être utilisée dans un démodulateur du type de la figure 4 où la
30 position de la fenêtre d'analyse est classiquement fixée au départ et réajustée de temps en temps, comme cela a été décrit en relation avec la figure 3.

Toutefois, cette méthode classique de réglage de la fenêtre d'analyse est complexe et a jusqu'à maintenant requis

l'utilisation d'un DSP ("Digital Signal Processor" ou processeur numérique de signal). Cette méthode a été utilisée car il était important d'obtenir une position de fenêtre précise dès le départ, afin d'éliminer toute nécessité de réglage ultérieur, ou du moins repousser aussi loin que possible le réglage ultérieur.

Par contre, selon la présente invention, comme chaque ancre est corrigée en fonction de la position courante de la fenêtre d'analyse, la fenêtre d'analyse peut en permanence être en déplacement. Ainsi, on peut envisager de régler la position de la fenêtre d'analyse à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase (ou PLL) que l'on synchronise sur le signal de corrélation C décrit en relation avec la figure 3.

La figure 8 représente une architecture de démodulateur COFDM utilisant cette méthode. Cette architecture est similaire à celle de la figure 4, et des mêmes éléments sont désignés par des mêmes références. Le circuit d'interpolation de distorsion 18 de la figure 4 est ~~ici remplacé par un circuit d'interpolation de distorsion 18'~~ selon l'invention. Le circuit de réglage de position de fenêtre 12 est commandé en permanence par une PLL 40 qui se synchronise sur le signal de corrélation C décrit en relation avec la figure 3. De préférence, la PLL est numérique ; elle comporte alors un accumulateur qui indique la position absolue de la fenêtre d'analyse par rapport au symbole correspondant, laquelle position peut être exploitée directement en tant que valeur w . Les valeurs w consécutives sont converties en 42 pour pouvoir être utilisées par le circuit d'interpolation de distorsion 18'.

La figure 9 représente plus en détail les circuits d'interpolation 18' et de conversion 42. Le circuit 18' est similaire à celui de la figure 6, et des mêmes références désignent des mêmes éléments. Le circuit 18' diffère du circuit 18 par le fait que l'on a inséré un multiplieur 44 de nombres complexes à la sortie de chacun des multiplexeurs 28 et 30.

Le circuit 42 comprend six registres à décalage en cascade 46 dont le premier reçoit, pour chaque symbole, une valeur

de décalage de fenêtre d'analyse w . Ainsi, les registres 46 stockent les valeurs w pour six symboles consécutifs et ceci en concordance avec les ancres A stockées dans les registres à décalage 26. Un multiplexeur 48 reçoit respectivement sur quatre entrées les entrées des premier à quatrième registres 46. Un multiplexeur 50 reçoit sur trois premières entrées les sorties respectives des trois derniers registres 46, et sur une quatrième entrée la valeur zéro. Les multiplexeurs 48 et 50 sont commandés par le même signal de sélection SEL que les multiplexeurs 28 et 30.

Chacun des multiplexeurs 48 et 50 est suivi d'un soustracteur 52 qui retranche à la sortie du multiplexeur respectif la sortie du troisième registre 46. Les sorties des soustracteurs 52 sont fournies sous forme de nombres complexes aux multiplieurs respectifs 44 après avoir été multipliées par $2\pi f_k$ en 54 et avoir subi une conversion polaire-cartésien en 56.

Lorsque la dernière entrée des multiplexeurs est sélectionnée, la valeur fournie par le circuit d'interpolation 18' est une ancre reçue qui ne doit pas être corrigée. Dans ce cas le soustracteur 52 associé au multiplexeur 48 fournit une valeur nulle correspondant à la valeur complexe 1 qui ne modifie pas l'ancre reçue fournie par le multiplexeur 28. Cette ancre reçue n'est pas non plus modifiée par l'additionneur 32 qui reçoit une valeur nulle du multiplieur 44 associé au multiplexeur 30.

Un démodulateur COFDM classique comprend généralement un multiplieur par un nombre complexe du type $e^{j2\pi f_k T}$ à la sortie du circuit FFT, où T est la moitié de la durée des intervalles de garde G . En effet, on considère que les fenêtres d'analyse commencent normalement aux centres des intervalles de garde plutôt qu'aux débuts des symboles, et cette multiplication compense le décalage résultant. Ce multiplieur pourra avantageusement être utilisé en temps partagé pour effectuer les multiplications requises par l'invention.

REVENDICATIONS

1. Démodulateur COFDM comprenant :

- un circuit de transformée de Fourier rapide (14) analysant un signal reçu dans une fenêtre correspondant à un symbole, chaque symbole véhiculant plusieurs porteuses modulées en phase et en amplitude, dont certaines (P), décalées en fréquence de manière prédéterminée d'un symbole au suivant, constituent des pilotes ;
 - un filtre bidimensionnel (18) pour interpoler, à partir d'ancres (A) correspondant aux pilotes tels que reçus de plusieurs symboles consécutifs (S), la distorsion subie par chaque porteuse ; et
 - des moyens (12) pour corriger le décalage de la fenêtre par rapport à une position optimale ;
- caractérisé en ce qu'il comprend des moyens (42) pour
- corriger chaque distorsion en fonction de corrections de décalage de fenêtre survenues respectivement pour le symbole associé à la distorsion et pour les symboles associés aux ancres servant à interpoler la distorsion.

2. Démodulateur selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens pour corriger le décalage de la fenêtre comprennent une boucle à verrouillage de phase (40) synchronisée sur un signal de corrélation (C) obtenu par un produit de corrélation entre le signal reçu et ce même signal retardé d'un symbole, chaque symbole étant précédé d'un intervalle de garde (G) correspondant à une copie de la fin du symbole.

3. Démodulateur selon la revendication 1, caractérisé en ce que chaque distorsion est, dans le domaine fréquentiel après transformée de Fourier, une somme pondérée de deux ancres de même position dans un symbole précédent et dans un symbole suivant, auxquelles ancres on a ajouté des phases respectives correspondant aux décalages qu'a subis la fenêtre d'analyse pour lesdits symboles précédent et suivant, et auxquelles ancres on a retranché une phase correspondant au décalage qu'a subi la fenêtre d'analyse pour le symbole associé à la distorsion.

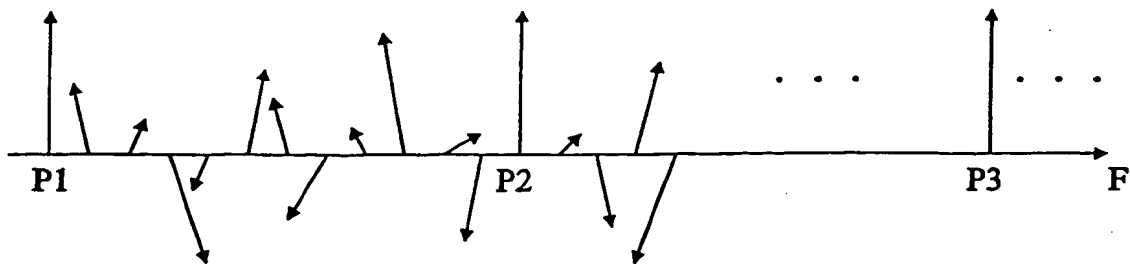


Fig 1

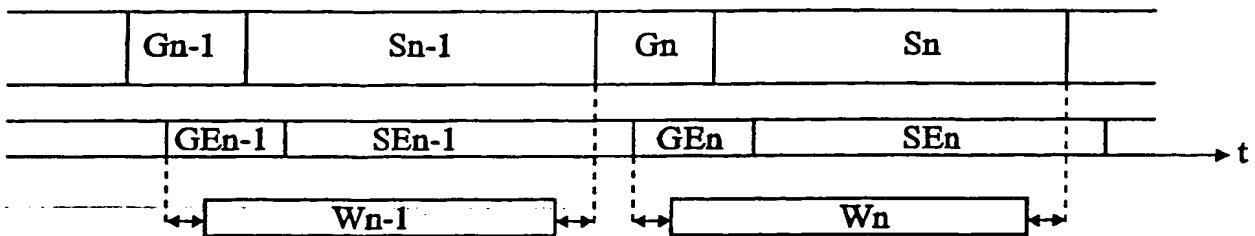


Fig 2

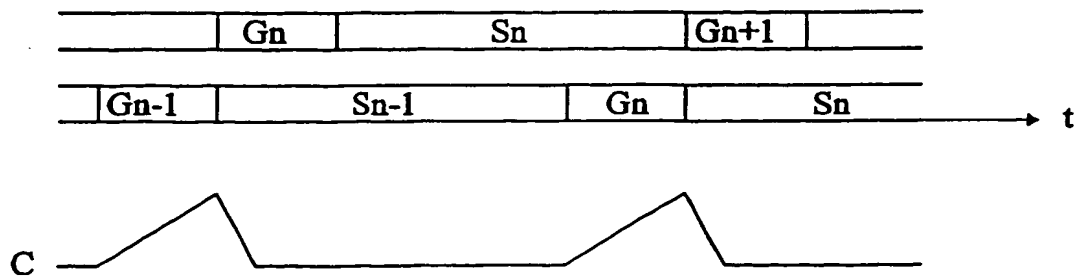


Fig 3



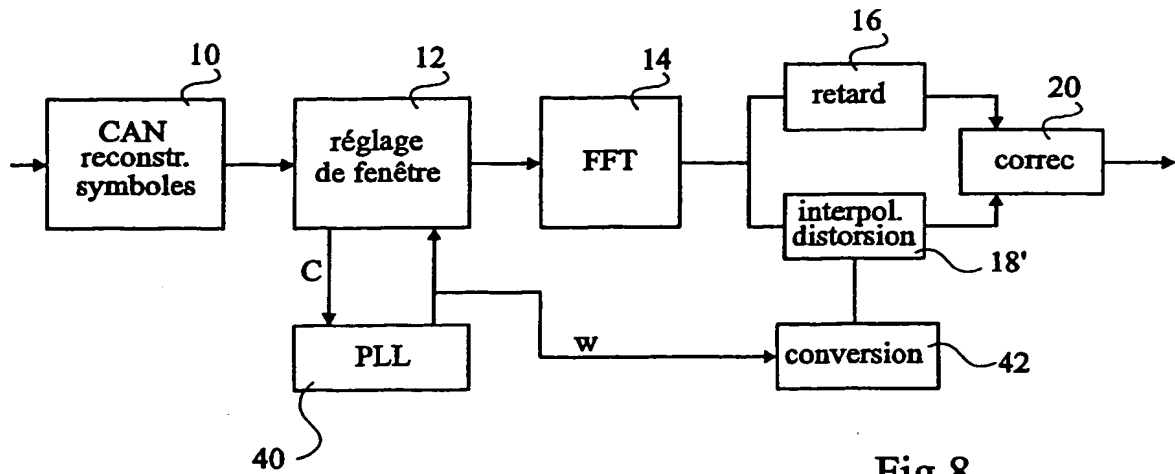


Fig 8

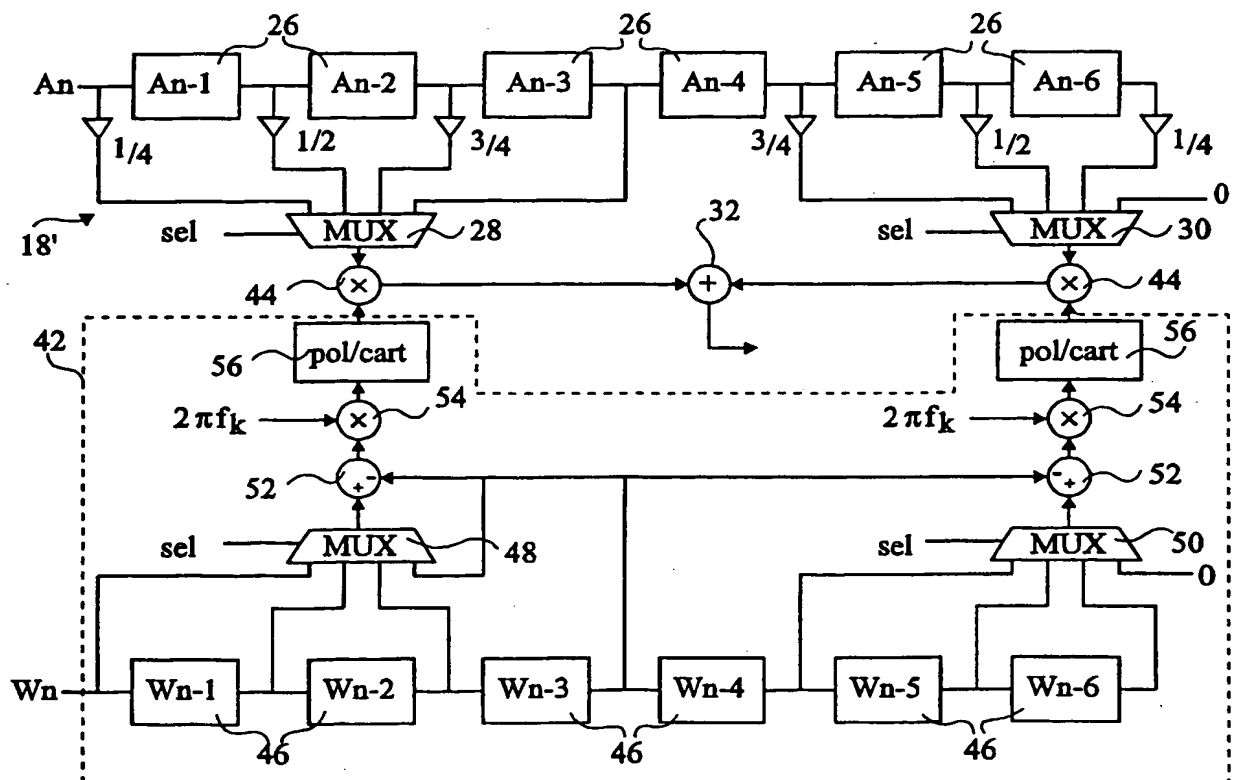


Fig 9